



D2

(19) BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

(12) Übersetzung der
europäischen Patentschrift

(87) EP 0 408 238 B1

(10) DE 690 26 151 T 2

(51) Int. Cl. 6:
H 03 C 3/09
H 03 L 7/197
H 04 L 27/20

DE 690 26 151 T 2

- (21) Deutsches Aktenzeichen: 690 26 151.9
- (22) Europäisches Aktenzeichen: 90 307 270.0
- (23) Europäischer Anmeldetag: 3. 7. 90
- (27) Erstveröffentlichung durch das EPA: 16. 1. 91
- (27) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: 27. 3. 96
- (47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: 22. 8. 96

(30) Unionspriorität: (32) (33) (31)
08.07.89 GB 8915719 22.09.89 GB 8921444

(72) Erfinder:
Johnson, David Antony, Wickham, Hampshire, GB

(73) Patentinhaber:
Plessey Semiconductors Ltd., Swindon, Wiltshire,
GB

(74) Vertreter:
Dipl.-Ing. W. Reichel, Dipl.-Ing. H. Lippert,
Patentanwälte, 60322 Frankfurt

(84) Benannte Vertragstaaten:
DE, FR, IT, NL, SE

(54) Frequenzsynthesizer

DE 690 26 151 T 2

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingeleitet, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patentamt inhaltlich nicht geprüft.

Technisches Gebiet der Erfindung

Die Erfindung betrifft Frequenzsynthese, insbesondere die Direktmodulation eines Frequenzsynthesizers zum Erzeugen einer Breitbandmodulation. Die vorliegende Erfindung findet insbesondere, jedoch nicht ausschließlich, Anwendung bei Zellenfunk, bei mobilen Telefonsystemen und insbesondere bei GSM (Groupe Speciale Mobile)-Systemen.

Stand der Technik

Beim GSM-System werden Daten, die zu übertragen sind, auf einem 900-MHz-Träger durch eine Gauss-Minimalumtastungs-Technik (GMSK) moduliert. GMSK ist eine Form einer kontinuierlichen Phasenfrequenzumtastung, bei der die Modulationsdaten einem Gauss-Tiefpaßfilter zugeführt werden. Frequenzkanäle sind in einem Abstand von 200 kHz vorgesehen und die Daten werden auf jedem Kanal mit einer Totalgeschwindigkeit von 270,833 kbit/s übertragen.

Ein wesentliches Problem ist das der Modulation der Daten auf dem UHF-Träger. GMSK-Modulation erzeugt eine niedrigere spektrale Belegung als die Frequenzumtastung oder die Differentialphasenmodulation. In GSM ist die Datenübertragungsgeschwindigkeit (270,833 kbits/s höher als der Kanalabstand (200 kHz). Die Bandbreite des Signals muß kleiner als 200 kHz sein und dies macht die Aufgabe der Modulation schwieriger.

Üblicherweise wird System mit einer phasenstarren Schleife für die Frequenzsynthese angewandt, so daß die Übertragungsfrequenz, die von dem Frequenzsynthesizer synthetisiert wird, rasch zwischen den Kanälen durch Änderung des Teilungsverhältnisses geändert werden kann. Herkömmliche Methoden der Modulation, wie beispielsweise die Modulation der Frequenz, erzeugt durch einen Kristall und anschließendes Mischen des Signals mit einem UHF-

Signal, erzeugt von einem Synthesizer, sind zu voluminös und teuer um in einem Benutzerhandset für ein Mobiltelefon angewandt zu werden. Es wurden daher Methoden für die Direktmodulation der phasenstarren Schleife entwickelt. Eine Methode, die eine Direktmodulation anwendet, besteht darin, die Phasen eines Referenzkristalloszillators für die phasenstarre Schleife zu modulieren. Jedoch besteht das Problem hierin, daß Modulationsfrequenzen bis herab zu Gleichstrom und bis zu ungefähr 250 kHz erforderlich sind. Die Hochfrequenzmodulationen werden durch Filter innerhalb der phasenstarren Schleife ausgefiltert. Eine andere Methode ist die Direktmodulation des spannungsgesteuerten Oszillators in der phasenstarren Schleife. Hier werden jedoch die Niederfrequenzmodulationen durch die Schleife ausgefiltert.

Ein Verfahren, das angewandt wird, um diese Probleme der Modulation in den phasenstarren Schleifen zu überwinden, ist bekannt als Zweipunktmodulation.

Zweipunktmodulationsschemen wurden mit der Modulation des N-Teilers und des Steuereingangs des spannungsgesteuerten Oszillators angewandt. Beispielsweise offenbaren die US-A 4 543 542, US-A 4 810 977 und die EP-A 0 322 139 die Analog-FM-Modulation eines Frequenzsynthesizers in einem Testgerät. Das Analogmodulationssignal wird über einen A/D- Konverter einem N-Teiler bzw. N-Umsetzer zugeführt. Die GB-A 2 046 541 offenbart die Direktmodulation eines Frequenzsynthesizers durch Digital-(Binärpegel)-Modulation mit dem Modulationssignal, das direkt an den N-Teiler angelegt wird, und über einen D/A Konverter ein Tiefpaßfilter an den Steuereingang des spannungsgesteuerten Oszillators gelangt. Auf diese Weise wird eine einfache Frequenzumtastung des Ausgangssignals erreicht, beispielsweise für einen Fernschreiber. Die US-A 4 492 936 offenbart gleichfalls die Modulation eines Frequenzsynthesizers durch digitale Signale, die direkt dem Teiler zugeleitet werden, und desweiteren über einen D/A-Konverter und -Filter an einen Steuereingang des spannungsgesteuerten Oszillators gelangen.

Keine dieser bekannten Anordnungen ist zum Erzeugen einer kontinuierlichen Phasenmodulation für eine Trägerfrequenz durch Anwendung von Digitalmodulationssignalen geeignet.

Zusammenfassung der Erfindung

Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, eine kostengünstige Einrichtung zur Modulation eines Frequenzsynthesizers zu schaffen, geeignet für den Einbau in einem Handset eines mobilen/tragbaren Telefonsystems, das gewünschterweise kontinuierliche phasenmodulierte Signale von einem Digital-eingangsmodulationssignal erzeugt.

Zur Lösung dieser Aufgabe ist ein Frequenzsynthesizer mit einem spannungsgesteuerten Oszillator, einem Referenzoszillatator, einem Umsetzerschaltkreis zum Frequenzumsetzen eines Ausgangssignals des spannungsgesteuerten Oszillators durch einen veränderlichen Teilungsfaktor, einem Vergleicher zum Vergleichen eines Ausgangssignals von dem Umsetzerschaltkreis mit einem Ausgangssignal von dem Referenzoszillatator ausgestattet, um ein Steuersignal für den spannungsgesteuerten Oszillatator in einer phasenstarren Schleife zu erhalten, desweiteren mit Einrichtungen zum Anlegen eines Modulationssignals mit dem Steuersignal an einen Steuereingang des spannungsgesteuerten Oszillators und Integriereinrichtungen zum Anlegen des Modulationssignals zum Steuern des veränderlichen Teilungsfaktors des Umsetzerschaltkreises und ist dadurch gekennzeichnet, daß die Integriereinrichtungen einen Auf- und Abzähler umfassen, dessen Übertrag/Borgbetrag-Signale mit einem weiteren Zähler gekoppelt sind, dessen Ausgang seinerseits mit dem Umsetzerschaltkreis gekoppelt ist, und daß der Zählwert des Auf- und Abzählers an einen Schaltkreis angelegt ist, der einen Puls variabler Breite erzeugt, der über einen Impulsfrequenzumsetzer an einer Summiereinrichtung zum Aufsummieren mit dem Ausgang des Vergleichers anliegt.

Wenn gemäß der Erfindung GMSK-Modulation erforderlich ist,

umfaßt die Einrichtung für das Anlegen des Modulationssignals an den Steuereingang des spannungsgesteuerten Oszillators ein Gauss-Tiefpaßfilter. Wo andere Formen der kontinuierlichen Phasenmodulation (CPM) erforderlich sind, z.B. eine ansteigende Kosinusmodulation, muß ein entsprechendes Filter vorgesehen werden. Zur Beschreibung und Definition verschiedener Typen von kontinuierlicher Phasenmodulation wird auf die Literaturstelle "Digital Phase Modulation" Anderson, Aulin, Sundberg, Plenum Press, Seiten 50-53 hingewiesen. Diese Referenzliteratur beinhaltet eine mathematische Definition von CPM, jedoch für die vorliegenden Zwecke ist es ausreichend zu wissen, daß CPM eine konstante Trägerwellenumhüllende bedeutet, jedoch mit einer sie kontinuierlich ändernden Phase.

Nach der Erfindung ist es möglich, eine Minimalumtastung (Schnellfrequenzumtastung) zu erzeugen, wobei die Modulationswellenform üblicherweise eine Phasenquadraturgestalt hat. Dies kann erzeugt werden, indem eine Direktverbindung als Transferfunktionseinrichtung vorgesehen wird.

Wenn somit gemäß der Erfindung ein Modulationseingangssignal eine Phasen- oder Frequenzänderung im Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators erzeugt, dann wird das Modulationseingangssignal so ausgebildet, daß es eine entsprechende Änderung des variablen Teilwerts N erzeugt, daß der geteilte bzw. umgesetzte Frequenzwert, der dem phasenempfindlichen Detektor angelegt wird, konstant bleibt, so daß der phasenempfindliche Detektor eine entsprechende Änderung der Frequenz nicht erfährt.

Somit gilt, falls eine Änderung im Modulationseingangssignal dR eine Änderung df in dem Ausgangssignal f des spannungsgesteuerten Oszillators erzeugt, und eine Änderung dN in dem Teilungswert N, für einen konstanten Frequenzwert f_N , der an den Eingang des phasenempfindlichen Detektors angelegt wird, folgendes:

$$f_N = \frac{f}{N} = \frac{f + df}{N + dN}$$

$$\therefore f(N + dN) = N(f + df)$$
$$fN + fdN = Nf + df$$

wobei $\frac{dN}{N} = \frac{df}{f}$ für den Korrekturvorgang ist.

In Situationen, in denen jedoch der Wert von N niedrig ist, oder die Frequenzabweichung von dem Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators klein ist, kann es unter Umständen nicht möglich sein, eine ausreichende Auflösung in dem Inkrementwert dN zu erhalten, um eine geeignete Kompensation herbeiführen zu können. Um diese trotzdem zu ermöglichen, kann in Übereinstimmung mit einem weiteren Merkmal der Erfindung ein weiteres Kompensations-Signal mit feinerer Auflösung an einem geeigneten Teil der Schaltung, beispielsweise am Eingang des Schleifenfilters, addiert werden.

Kurzbeschreibung der Zeichnungen

Eine bevorzugte Ausführungsform der Erfindung wird unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen beschrieben, von denen

Fig. 1 eine schematische Blockansicht einer phasenstarren Schleife eines Frequenzsynthesizers entsprechend der Erfindung zeigt, die nach einem Zweipunkt-Modulationsschema arbeitet; und

Fig. 2 ein detaillierteres Blockschaltdiagramm des Frequenzsynthesizers nach Fig. 1 darstellt.

Kurzbeschreibung der bevorzugten Ausführungsformen

Unter Bezugnahme auf Fig. 1 ist ersichtlich, daß der Synthesizer gemäß der Erfindung eine phasenstarre Schleife umfaßt, in der ein spannungsgesteuerter Oszillator VCO 2 ein Ausgangssignal f_A erzeugt und dieses Signal über einen variablen M-Teiler-Schaltkreis 10 an einen zweiten Eingang eines Detektors 6 führt. Der Ausgang des Phasendetektors 6 wird über einen Summierkreis 12 einem Tiefpaßfilter 14 der Schleife und dann über einen weiteren Summierkreis 16 dem Steuereingang des VCO 2 zugeführt. Ein Umsetzschaltkreis bzw. Teiler 4 besitzt einen Teilungsfaktor N, bestimmt durch eine Steuerschaltung 20. Es ist ein Dateneingang 21 für ein Modulationssignal vorgesehen, das dem Synthesizer zugeführt wird. Das Modulationssignal kann jedes herkömmliche Binärformat wie beispielsweise NRZ besitzen. Dieses Binärdatensignal wird über ein Gaussfilter 22 und einen Skalierkreis 23 dem Summierkreis 16 zugeführt, wo die Binärdaten, geformt durch das Filter 22 an den Steuereingang des Oszillators 2 angelegt werden. Dieser stellt die Basiseinrichtung dar, durch welche die Modulation der Ausgangsfrequenz erzeugt wird und durch Anwendung eines Gauss-Filters wird die GMSK-Modulation produziert. Um die Modulation in dem Ausgangssignal und dem entgegengesetzt wirkenden Detektor 6 zu verhindern, wird das Eingabedatensignal über eine Verzögerungsschaltung 24 einer Integrierschaltung 26 und einem Quantisierschaltkreis 28 zugeleitet. Die Verzögerungsschaltung 24 ist vorgesehen, um die durch das Filter 22 eingeführte Verzögerung zu kompensieren und zwar in Bezug auf die Verzögerung in den Einheiten 26, 28. Die Integrierschaltung 26 kann einen einfachen Akkumulator oder Zähler umfassen, der ein Ausgangssignal ausgibt, das in der Umwandlerschaltung 28 quantisiert wird, so daß das am meisten signifikante Bit der variablen Teilerschaltung 4 zugeführt wird, während die weniger signifikanten Bits über die Skalierschaltung 30 der Summierschaltung 12 zugeleitet werden.

Somit wird im Betrieb des Erfindungsgegenstandes, wenn das

Modulationseingangssignal R angelegt ist, ein Signal RK_{dev} erzeugt, das in der Summierschaltung 16 zu dem Signal des Tiefpaßfilters 14 addiert wird, um in der Ausgabefrequenz des Oszillators 2 eine Abweichung zu erzeugen. Zusätzlich wird dieses Modulationseingangssignal integriert, um ein Phasenänderungssignal zu erzeugen, das der Teilerschaltung N zugeleitet wird, um eine geeignete Änderung im Wert von N zu produzieren. Es ist ersichtlich, daß eine Änderung in N äquivalent zu einer Phasenänderung im umgesetzten bzw. geteilten Signal f_N ist, da ein einziger Zyklus des VCO-Ausgangs f, wenn er durch N geteilt wird, in einfachen Termen als Äquivalent zu einer Phasenänderung $N^{-1}x2\pi$ angesehen werden kann. Diese Änderung im Wert von N ist so ausgelegt, daß sie die Änderung in der Ausgabefrequenz des Oszillators 2 auslöscht, so daß das an den phasenempfindlichen Detektor 6 angelegte Signal konstant bleibt. In Situationen, in denen der Absolutwert von N niedrig ist, kann es unter Umständen unmöglich sein, eine Änderung in N zu erzeugen, die ausreichend auflösend ist, um eine geeignete Kompensation zu erreichen, und unter diesen Umständen erzeugt der integrierte Wert der Phasenänderung, angelegt über den Skalierschaltkreis 30 an die Summierschaltung 12 eine weitere Korrektur im Ausgang des phasenempfindlichen Detektors 6, um bis auf den geforderten Grad der Feinauflösung hinzukompensieren.

Bezug nehmend auf Figur 2 zeigt diese den Schaltkreis der Figur 11 im größeren Detail und ähnliche Teile sind mit den gleichen Bezugszahlen belegt. Der Schaltkreis der Fig. 2 ist speziell für das große GSM-System ausgelegt und die Daten werden mit der vorgeschriebenen Geschwindigkeit von 270,83 kbits/s im Unipolarformat eingegeben. Eine bipolare Umsetzschaltung 14 ist zwischen dem Eingang 21 und einem Gauss-Filter 22 gekoppelt.

Der Umsetzerschaltkreis 4 ist als N/N+1-Schaltung aufgebaut, in der ein selbsthaltender Schaltkreis 20 ein 13-Bit-Wort enthält, das die Ausgabefrequenz bestimmt, die unter 900 MHz beträgt. Die am meisten signifikanten 7 Bits des Frequenzwortes werden einem Festzähler 42 zugeleitet. Die weniger signifikanten 6 Bits

werden einem Aufnahmезähler 44 zugeführt, der einen Ausgang über eine logische Torschaltung 46 zu der Skalierschaltung 48 liefert, die eine 64/65-Teilungsmöglichkeit enthält. Der Zähler 44 wird durch den Ausgang der Skalierschaltung 48 getaktet, so daß, wenn der Zähler bis zu seinem Maximum zählt, die Trägerausgabe sich ändert, um die Skalierschaltung 48 von einer Teilungsmöglichkeit durch 64 zu einer Teilungsmöglichkeit durch 65 zu ändern. Auf diese Weise bestimmt der Zähler 44 die Zeit, die der Vorskaliere zum Teilen mit 64 relativ zum Teilen mit 65 benötigt. Diese Anordnung bietet daher den gut bekannten Synthesizer mit dem Teilungsfaktor N. Die Skalierschaltung 48 wird auch durch die logische Torschaltung 46 mit Hilfe eines Steuersignals der Akkumulator/Quantisierschaltungen 26/28 betätigt. Die Zählerschaltung 26 ist als ein M-Bit-Auf-/Abzähler 50 implementiert. Der Ausgang des Zählers wird über eine selbsthaltende Schaltung 52 und einen Abzähler 54 der Skalierschaltung 30 zugeleitet. Die Funktion des Abzählers 54 besteht darin, einen Ausgangspuls zu liefern, der eine Breite proportional zu dem in der selbsthaltenden Schaltung 52 gespeicherten Wert hat, so daß ein Ausgangsimpuls an die Schleife 14 angelegt wird, der eine Breite proportional zu dem Wert im Zähler 50 aufweist.

Die Übertrag- und Borgausgänge des Zählers 50 werden als die am meisten signifikanten Bits des Zählers einer Selbsthalte- und Logik-Schaltung 58 zugeleitet, die einen 2-Bit-Datenausgang an einen Modulations-Zähler 60 liefert. Der Zähler 60 hat einen Nominalwert von 1. Dieser Zähler erhält einen Zuwachs durch einen 2-Bit-Ausgang von dem Selbsthalteschaltkreis 58 und ein Trägersignal von dem Zähler 60 wird verwendet, um die logische Torschaltung 46 anzusteuern. Somit ist ersichtlich, daß der Ausgang des Aufnahmезählers bzw. des Vorskaliere 44 durch die Eingabedaten moduliert ist.

Somit wird im Betrieb der Selbsthalteschaltung 20 (und somit der Aufnahmезähler 44) mit einer Zahl (N-1) geladen, die um 1 niedriger als der Nominalwert ist, der für die gewünschte Betriebsfrequenz von ungefähr 900 MHz erforderlich ist.

Der Nominalwert von 1 im Modulationszähler 60 liefert die zusätzliche Ziffer, die für die nominelle Betriebsfrequenz erforderlich ist. Somit bestimmt im Normalbetrieb ohne jedes angelegte Modulationssignal der Aufnahmезähler 44 die relative Zahl der Zyklen, die die Umsetzschaftung 48 durch 64 und 65 teilen wird. Da der Modulationszähler 60 über die Ausgänge des Zählers 44 und der Umsetzschaftung 48 getaktet ist, liefert die Toschaltung 46 ein geeignetes Pulssignal, dessen Länge von dem Wert im Modulationszähler 60(01) abhängt, zu der die Umsetzschaftung 48 in einem Zählmodus sich befindet. Dies ermöglicht es, die gewünschte Betriebsfrequenz zu erreichen. In der Situation, in der ein Modulationssignal über den Eingang 21 angelegt wird, kann sich der Wert des Zählers 60 von 2 oder 0 ändern, abhängig von dem Zustand der Selbstthalteschaltung 58. Wenn der Wert des Zählers 60 gleich 2 ist, dann wird der Pulsausgang des Zählers 60 verlängert. Dies steigert die Frequenz, die von der Schaltung 4 geliefert wird. Wenn jedoch der Wert des Zählers 60 gleich 0 ist, dann wird kein Auslösepuls der Umsetzschaftung 48 zugeleitet und somit wird die durch die Schaltung 4 gelieferte Frequenz absinken. Diese Methode der Modulation ist akzeptabel, da nur sehr schmale Änderungen in der Frequenz in Betracht gezogen werden (der Modulationsindex ist gleich 0,5). Dies entspricht einer maximalen Phasenänderung von $\pi/2$ pro Zeichenperiode.

Zusammenfassend ist festzustellen, daß im Betrieb der Schaltkreise gemäß den Figuren 1 und 2 die Synthesizerschleifenanordnung in zwei Punkten moduliert wird, mit einer Extrakompensation in einem dritten Punkt.

Die Daten werden durch ein Modulationsformfilter geschickt und dann direkt an den VCO angelegt. Das Modulationsfilter reduziert die Spektralbelegung des resultierenden Signals am VCO-Ausgang und dessen Gestalt hängt von dem Modulationsschema ab, das verwendet wird, beispielsweise einer Gauss-Verteilung für GMSK.

Die Modulation des VCO-Ausgangs wird vor dem Erreichen des Phasendetektors durch Modulation des N-Zählers entfernt. Eine einfache Digitalapproximation an das Formbild wird verwendet, um die Modulation wiederzugeben (für bestimmte Modulationsschemen kann diese Formapproximation komplett weggelassen werden, während noch eine ausreichend genaue Wiedergabe der Modulation gegeben ist, das gilt beispielsweise für GMSK). Diese Approximation der Modulation wird digital integriert (unter Verwendung eines Auf- und Abzählers) und dazu verwendet, den N-Zähler zu modulieren, wodurch die Modulation auf dem VCO-Ausgang entfernt wird.

Infolge der Tatsache, daß N eine ganze Zahl ist und nur um ± 1 in jedem Bezugszyklus geändert wird, ist ein dritter Punkt der Modulation erforderlich. Dieser entfernt die Phasenfehler zwischen der Quantisierung, die durch die Modulation von N aufgeprägt wird ($N-1, N, N+1$), d.h. die Phasenfehler sind kleiner als $\pm 2\pi$ Radianen bei RF.

Das resultierende Signal wird tiefpaßgefiltert, wodurch die Hochfrequenzphasenfehler entfernt werden, bewirkt durch die Verwendung einer einfachen Approximation auf die Modulationsform, wenn der Zähler mit dem Teilkfaktor N moduliert wird.

Der Ausgang des Tiefpaßfilters ist dann das Schleifenfehler-signal, jedoch ohne Fehler infolge der Modulation des VCO, und die Schleife arbeitet, als ob keine Modulation angewandt worden sei.

EP 90307270.0

PLESSEY SEMICONDUCTORS LIMITED

Patentansprüche

1. Frequenzsynthesizer mit einem spannungsgesteuerten Oszillator (2), einem Referenzoszillator (8), einem Umsetzschaltkreis (4) zum Frequenzumsetzen eines Ausgangssignals des spannungsgesteuerten Oszillators (2) durch einen veränderlichen Teilungsfaktor, einem Vergleicher (6) zum Vergleichen eines Ausgangssignals von dem Umsetzschaltkreis (4) mit einem Ausgangssignal von dem Referenzoszillator (8), um ein Steuersignal für den spannungsgesteuerten Oszillator (2) in einer phasenstarren Schleife zu erhalten, mit Einrichtungen (16, 22, 23) zum Anlegen eines Modulationssignals mit dem Steuersignal an einen Steuereingang des spannungsgesteuerten Oszillators (2) und Integriereinrichtungen (24, 26, 28) zum Anlegen des Modulationssignals zum Steuern des veränderlichen Teilungsfaktors des Umsetzschaltkreis,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
daß die Integriereinrichtungen (24, 26, 28) einen Auf- und Abzähler (50) umfassen, dessen Übertrag-/Borgbetrag-Signale mit einem weiteren Zähler (60) gekoppelt sind, dessen Ausgang seinerseits mit dem Umsetzschaltkreis (4) gekoppelt ist, und daß der Zählwert des Auf- und Abzählers (50) an einen Schaltkreis (52, 54) angelegt ist, der einen Puls variabler Breite erzeugt, der über einen Impulsfrequenzumsetzer (30) an einer Summiereinrichtung (12) zum Aufsummieren mit dem Ausgang des Vergleichers (6) anliegt.

2. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 1,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
daß die Einrichtungen (16, 22, 23) zum Anlegen des Modulationssignals mit dem Steuersignal an einen Steuereingang des spannungsgesteuerten Oszillators (2) einen Gauß-Tiefpaßfilter (22) umfassen, um eine GMSK (Gaussian minimum shift keying)-Modulation zu erzeugen.

3. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Umsetzschaltkreis (4) Steuereinrichtungen (44, 46, 48)
zum Erzeugen von Teilungsfaktoren N und $N + 1$ umfaßt, und daß
der Ausgang des weiteren Zählers (60) die relative Anzahl der
Zyklen des Umsetzschaltkreises (4) steuert, während denen die
Teilungsfaktoren N und $N + 1$ angewandt werden.

4. Frequenzsynthesizer nach jedem der voranstehenden Ansprüche 1
bis 3,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Umsetzschaltkreis (4) einen ersten Zähler (42) zum
Bestimmen eines Nominalwertes für den Teilungsfaktor umfaßt,
einen Vorimpulsfrequenzumsetzer-Schaltkreis (48), der für den
Empfang des Ausgangssignals von dem spannungsgesteuerten
Oszillator (2) gekoppelt ist und einen Aufnahmезähler (44), der
das Umschalten des Vorimpulsfrequenzumsetzer-Schaltkreises (48)
zwischen den Betriebsweisen ermöglicht, die die
Teilungsfaktoren, bzw. $N + 1$ bestimmen.

5. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 4,
dadurch gekennzeichnet,
daß der weitere Zähler (60) ein Ausgangssignal zum Steuern des
Umschaltens des Vorimpulsfrequenzumsetzer-Schaltkreises (48)
liefert.

6. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 5,
dadurch gekennzeichnet,
daß der weitere Zähler (60) ein Ausgangssignal zum Umschalten
des Vorimpulsfrequenzumsetzer-Schaltkreises (48) in Gestalt
eines Pulses liefert, dessen Länge von dem Zählwert des weiteren
Zählers (60) abhängt.

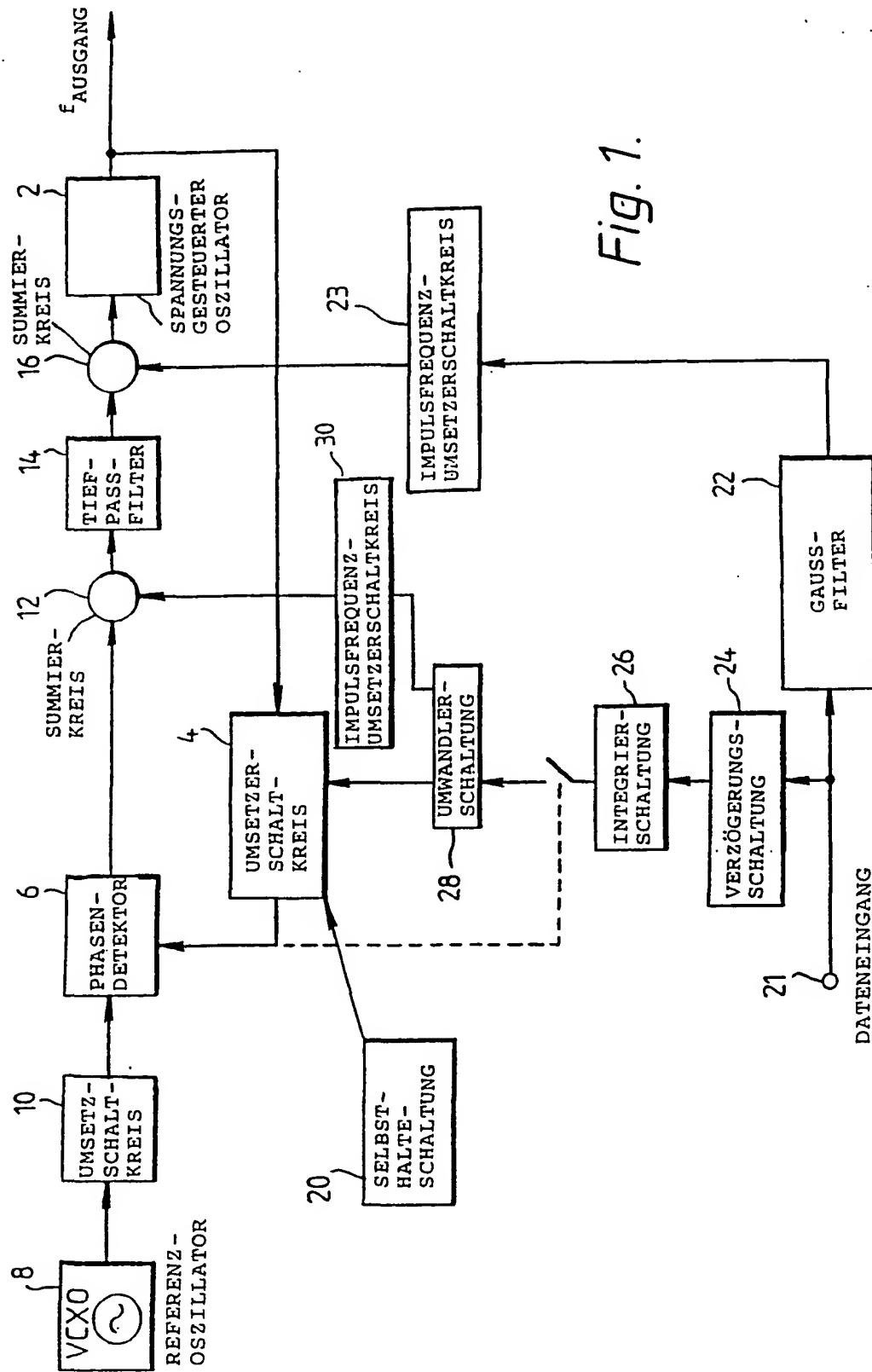


Fig. 1.

ZWEI PUNKT MODULIERBARER SYNTHESIZER MIT N-ZÄHLER-MODULATION
(NÄHERUNGSWERTE FÜR DIE IMPLEMENTIERUNG GENUTZT)

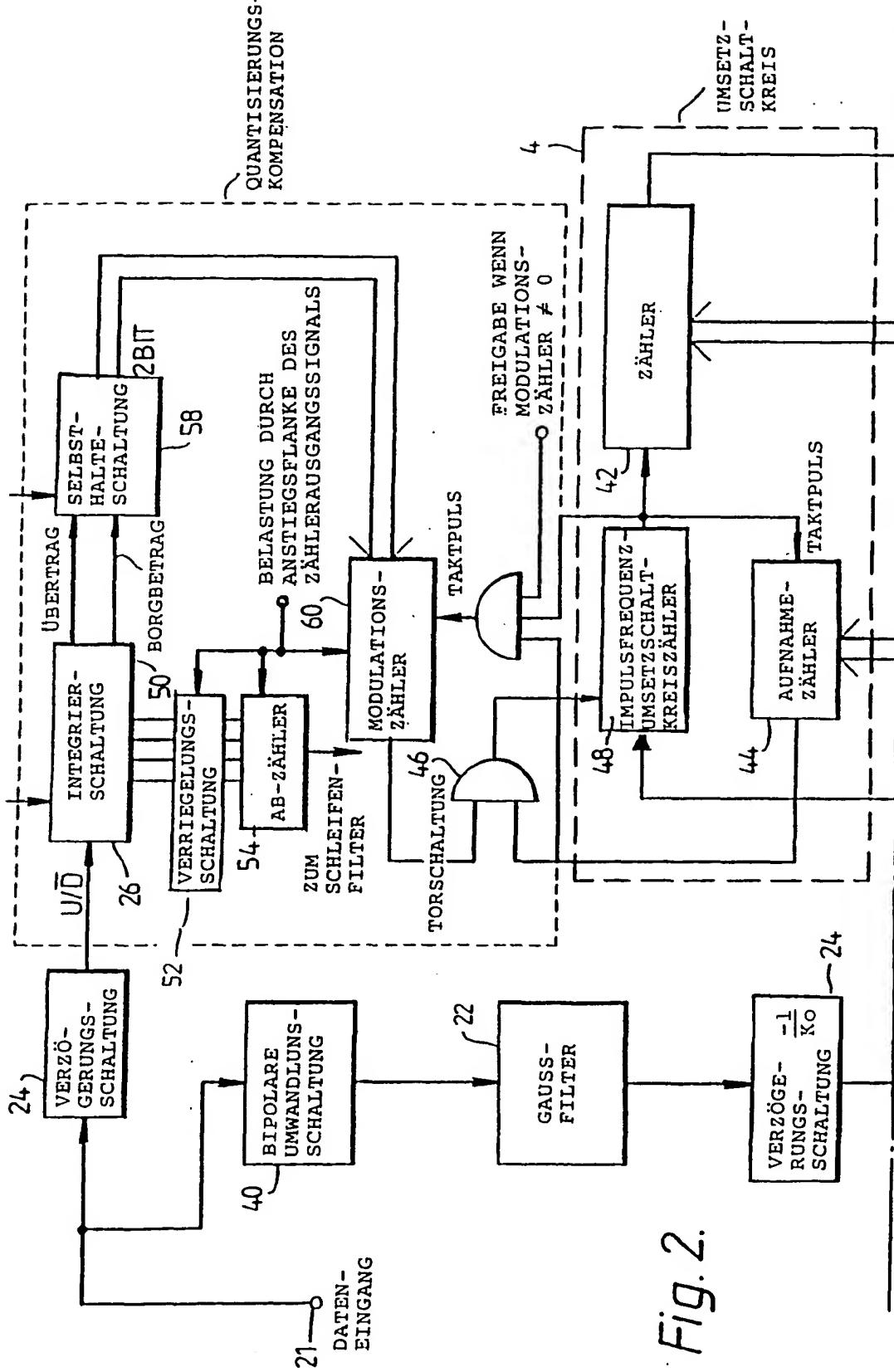


Fig. 2.

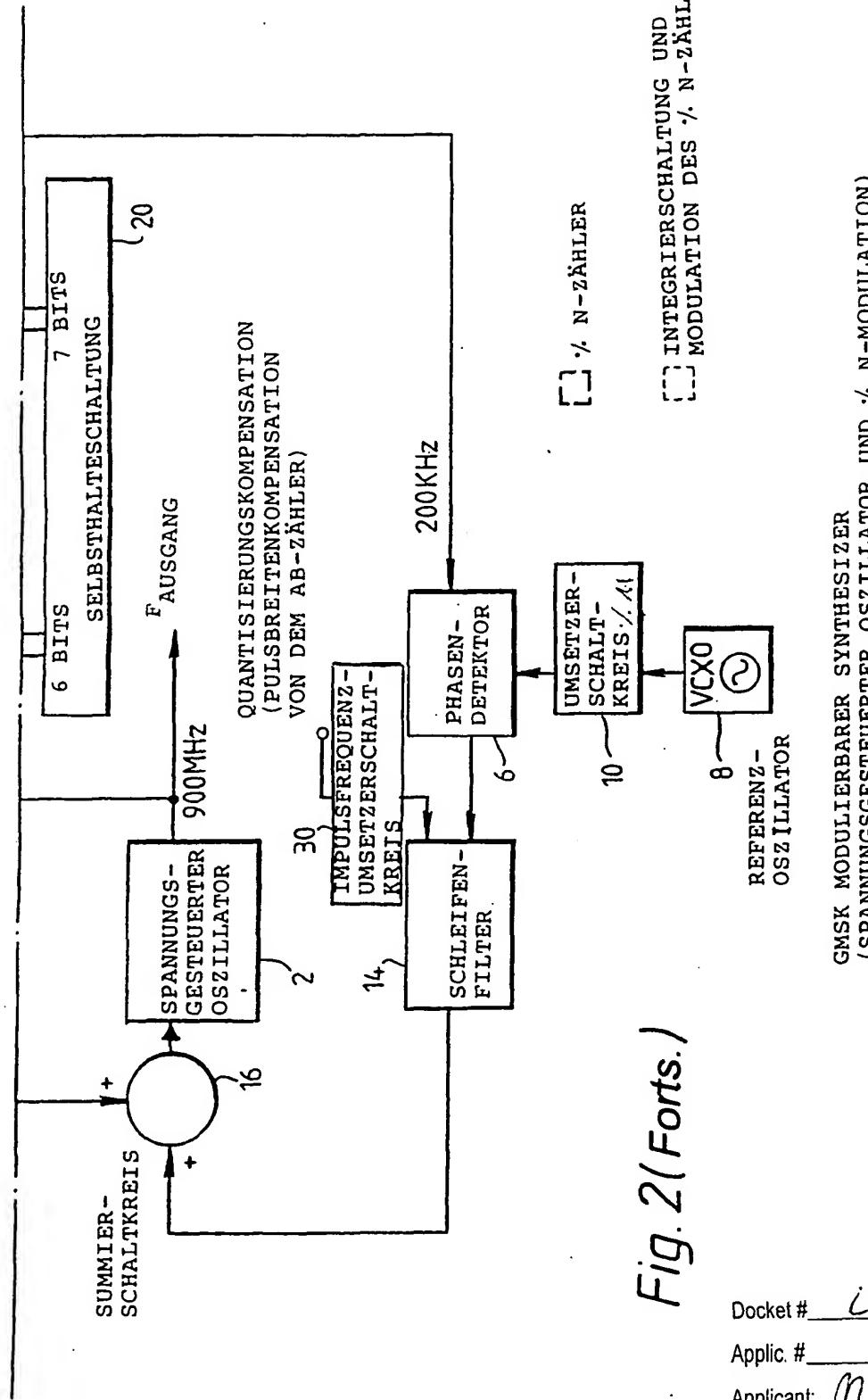


Fig. 2 (Forts.)

Docket # C&L-10054

Applic. # _____

Applicant: M. Hammes et al.

Lerner and Greenberg, P.A.
Post Office Box 2480
Hollywood, FL 33022-2480
Tel: (954) 925-1100 Fax: (954) 925-1101